

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-286821  
 (43)Date of publication of application : 13.10.2000

(51)Int.Cl. H04J 11/00  
 H03H 17/02  
 H04B 1/10

(21)Application number : 2000-020621 (71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 28.01.2000 (72)Inventor : IMAMURA DAICHI

(30)Priority

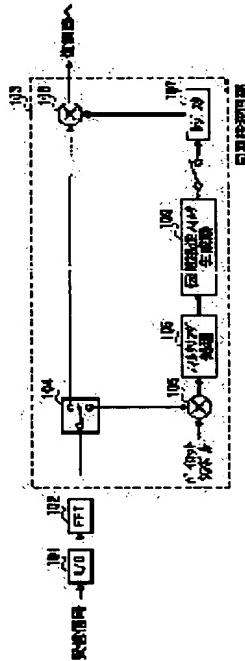
Priority number : 11022432 Priority date : 29.01.1999 Priority country : JP

## (54) OFDM COMMUNICATION UNIT

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To compensate distortion in a received signal due to fluctuation in multi-path fading in a propagation path by using a very small amount of pilot symbol and to reduce a propagation path estimate error due to noise.

**SOLUTION:** An FFT unit 102 applies Fourier transform to a received OFDM signal in this OFDM communication unit, a selector 104 selects a pilot symbol and a frequency response estimate value of the propagation path is calculated by using the pilot symbol and a reference pilot symbol. A waveform shaping filter 106 applies waveform shaping to the estimate value to suppress a noise component included in the estimate value. A propagation path inverse filter generator 109 obtains a complex coefficient from the output of the waveform shaping filter to compensate a phase rotation and an amplitude fluctuation in each sub carrier to store it to a register. A complex multiplier 108 applies complex multiplication to the complex coefficient and a received OFDM signal so as to compensate multi-path fading fluctuation distortion of the received OFDM signal through the propagation path and to demodulate the OFDM signal.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

**BEST AVAILABLE COPY**

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2000-286821  
(P2000-286821A)

(43)公開日 平成12年10月13日(2000.10.13)

(51) Int.Cl. 識別記号  
H 04 J 11/00  
H 03 H 17/02 6 1 3  
H 04 B 1/10

F I  
H 0 4 J 11/00 Z  
H 0 3 H 17/02 6 1 3 C  
H 0 4 B 1/10 L

### テマコード(参考)

審査請求 未請求 請求項の数28 OL (全 25 頁)

(21)出願番号 特願2000-20621(P2000-20621)  
(22)出願日 平成12年1月28日(2000.1.28)  
(31)優先権主張番号 特願平11-22432  
(32)優先日 平成11年1月29日(1999.1.29)  
(33)優先権主張国 日本(JP)

(71)出願人 000005821  
松下電器産業株式会社  
大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 今村 大地  
神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1  
号 松下通信工業株式会社内

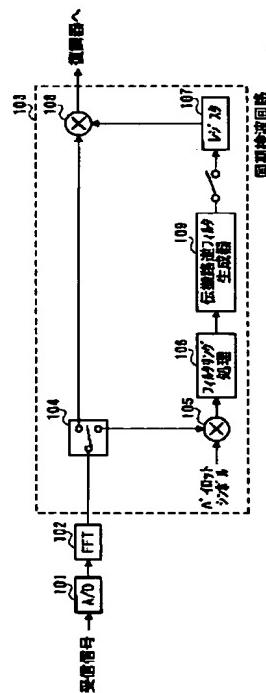
(74)代理人 100105050  
弁理士 鮎田 公一

(54) 【発明の名称】 OFDM通信装置

(57) 【要約】

**【課題】** より僅かなパイロットシンボルを用いて、伝搬路におけるマルチパスフェージング変動による受信信号歪を補償すると共に、雑音による伝搬路推定誤差を低減すること。

【解決手段】 受信O F D M信号をF F T変換器102でフーリエ変換し、セレクタ104でパイロットシンボルを抽出し、これと参照用パイロットシンボルとから、伝搬路の周波数応答推定値を算出する。この推定値を波形整形フィルタ106により波形整形し、推定値に含まれる雑音成分を抑圧する。波形整形フィルタ出力は、伝搬路逆フィルタ生成器109により各副搬送波における位相回転量及び振幅変動量を補償する複素係数となりレジスタに蓄積される。これと受信O F D M信号が複素乗算器108で複素乗算され、受信O F D M信号の伝搬路におけるマルチパスフェージング変動歪みが補償され復調される。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 パイロットシンボルを含み、OFDM方式で無線送信された信号から抽出されるパイロットシンボルと参照用の既知パイロットシンボルとから伝搬路の周波数応答推定値を算出する推定値算出手段と、前記周波数応答推定値に対して波形整形処理を行なうことにより加法性雑音を除去するフィルタ処理手段と、波形整形処理された伝搬路の周波数応答推定値に基づいて前記信号の各副搬送波再生を行なう副搬送波再生手段と、を具備することを特徴とするOFDM通信装置。

【請求項2】 フィルタ処理手段は、周波数応答推定値を複数のサブバンドに分割し、必要な信号成分のみを再構成するマルチレートフィルタ処理を行なうこととする請求項1記載のOFDM通信装置。

【請求項3】 フィルタ処理手段は、周波数応答推定値に対してフーリエ変換を用いてサブバンド分割を行ない、必要な信号成分のみを逆フーリエ変換で再構成することを特徴とする請求項1記載のOFDM通信装置。

【請求項4】 フィルタ処理手段は、複数の副搬送波についての周波数応答推定値に対して移動平均処理を行なうことを特徴とする請求項1から請求項3のいずれかに記載のOFDM通信装置。

【請求項5】 フィルタ処理手段は、他の副搬送波についての周波数応答推定値から算出した周波数応答推定値を移動平均処理に使用することを特徴とする請求項4記載のOFDM通信装置。

【請求項6】 フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの受信信号品質を算出する受信信号品質算出手段と、前記受信信号品質算出手段にて算出された各サブチャネルの受信信号品質に基づいて、サブチャネル毎にフィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値とフィルタ処理された伝搬路の周波数応答推定値のいずれか一方を選択する選択手段と、前記選択手段にて選択された周波数応答推定値に基づいて信号の各副搬送波再生を行なう副搬送波再生手段と、を具備することを特徴とする請求項1から請求項5のいずれかに記載のOFDM通信装置。

【請求項7】 受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの振幅値を算出し、算出した各サブチャネルの振幅値が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力することを特徴とする請求項6記載のOFDM通信装置。

【請求項8】 受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの電力値を算出し、算出した各サブチャネルの電力値が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力することを特徴とする請求項6記載のOFDM通信装置。

【請求項9】 受信信号品質算出手段は、フィルタ処理

前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの同相成分、直交成分の振幅値を算出し、算出した各サブチャネルの同相成分、直交成分それぞれの振幅値が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力することを特徴とする請求項6記載のOFDM通信装置。

【請求項10】 受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネル毎に隣接サブチャネルとの振幅差を算出し、算出した隣接サブチャネルとの振幅差が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力することを特徴とする請求項6記載のOFDM通信装置。

【請求項11】 受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネル毎に隣接サブチャネルとの電力差を算出し、算出した隣接サブチャネルとの電力差が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力することを特徴とする請求項6記載のOFDM通信装置。

【請求項12】 算出する隣接サブチャネルとの振幅差は、同相成分、直交成分をそれぞれ算出するものとし、算出した各成分の振幅差が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力することを特徴とする請求項10記載のOFDM通信装置。

【請求項13】 受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネル毎に隣接サブチャネル間の振幅変化率を算出し、算出した隣接サブチャネル間の振幅変化率が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力することを特徴とする請求項6記載のOFDM通信装置。

【請求項14】 受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネル毎に隣接サブチャネル間の電力変化率を算出し、算出した隣接サブチャネル間の電力変化率が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力することを特徴とする請求項6記載のOFDM通信装置。

【請求項15】 算出する隣接サブチャネル間の振幅変化率は同相成分、直交成分をそれぞれ算出するものとし、算出した各成分の振幅変化率が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力することを特徴とする請求項13記載のOFDM通信装置。

【請求項16】 受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネル間の位相変化量を算出し、算出した各サブチャネル間の位相変化量が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力することを特徴とする請求項6記載のOFDM通信装置。

【請求項17】 受信信号品質算出手段は、複数の閾値判定により受信信号品質情報を算出することを特徴とする請求項7から請求項16のいずれかに記載のOFDM通信装置。

【請求項18】 受信信号品質算出手段は、閾値を、各サブチャネルの電力、振幅あるいは位相変化率又は位相変化率の平均値により適応的に変更することを特徴とする請求項7から請求項16のいずれかに記載のO F D M通信装置。

【請求項19】 受信信号品質算出手段は、閾値を、各サブチャネルの電力、振幅あるいは振幅変化率又は位相変化率のうちのいずれか1つのある閾値以上のものを複数個用いて平均した平均値により適応的に変更することを特徴とする請求項7から請求項16のいずれかに記載のO F D M通信装置。

【請求項20】 受信信号品質算出手段は、閾値を、パケット誤り率に基づいて適応的に変更することを特徴とする請求項7から請求項16のいずれかに記載のO F D M通信装置。

【請求項21】 受信信号品質算出手段は、閾値を、複数シンボル分の受信信号品質情報の平均値に基づいて適応的に変更することを特徴とする請求項17から請求項20のいずれかに記載のO F D M通信装置。

【請求項22】 算出された各サブチャネルの受信信号品質情報に基づいて、フィルタ処理手段で用いるフィルタの種類又はフィルタの重み係数を選択するフィルタ選択手段を具備することを特徴とする請求項6から請求項21のいずれかに記載のO F D M通信装置。

【請求項23】 フィルタ処理手段で用いるフィルタが移動平均処理を行なう場合、算出された各サブチャネルの受信信号品質情報に基づいて、移動平均する隣接サブチャネル数及びそれとのチャネルに対する重み係数を変更するサブチャネル数・重み係数変更手段を具備することを特徴とする請求項22記載のO F D M通信装置。

【請求項24】 フィルタ処理手段は、シフトレジスター構成され、重み係数の値を受信信号品質情報により、1、2分の1、4分の1、…、2のn乗分の1（nは正の整数）と適応的に設定することを特徴とする請求項23記載のO F D M通信装置。

【請求項25】 請求項1から請求項24のいずれかに記載のO F D M通信装置を具備することを特徴とする基地局装置。

【請求項26】 請求項1から請求項24のいずれかに記載のO F D M通信装置を具備することを特徴とする通信端末装置。

【請求項27】 パイロットシンボルを含み、O F D M方式で無線送信された信号から抽出されるパイロットシンボルと参照用の既知パイロットシンボルとから伝搬路の周波数応答推定値を算出する推定値算出工程と、前記推定値算出工程にて算出された周波数応答推定値に対して波形整形処理を行なうことにより加法性雑音を除去するフィルタ処理工程と、前記フィルタ処理工程にて波形整形処理された伝搬路の周波数応答推定値に基づいて前記信号の各副搬送波再生を行なう副搬送波再生工程と、

を具備することを特徴とするO F D M通信方法。

【請求項28】 フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの受信信号品質を算出する受信信号品質算出手段と、前記受信信号品質算出手段にて算出された各サブチャネルの受信信号品質情報に基づいてサブチャネル毎にフィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値とフィルタ処理された伝搬路の周波数応答推定値のいずれか一方を選択する選択手段と、前記選択手段にて選択された周波数応答推定値に基づいて前記信号の各副搬送波再生を行なう副搬送波再生工程と、を具備することを特徴とする請求項27記載のO F D M通信方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、O F D M通信装置に関し、特に移動体通信システムにおけるO F D M通信装置、伝搬路応答推定方式及び伝搬路特性による歪み補償に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】 近年、ディジタル音声放送、地上系ディジタルテレビジョン放送や、陸上移動体通信において、O F D M (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送方式が注目されている。

【0003】 O F D M方式は、互いに直交する複数のキャリアを変調し、それらを多重して伝送する方式である。使用する複数のキャリア（サブキャリア）の数を多くするほど、変調波のシンボル長が長くなるため、マルチパスフェージング環境に強い特性を有している。

【0004】 以下、従来のO F D M通信装置について図30から図32を用いて説明する。図30は、従来のO F D M通信装置の受信系概略構成を示す要部ブロック図である。

【0005】 従来のO F D M通信装置の動作では、受信信号は、A/D変換器1001によってデジタル信号に変換され、高速離散フーリエ変換（F F T）回路1002によって離散フーリエ変換される。

【0006】 受信信号は、各サブチャネルで同期検波を行なうために、図32に示すように信号の先頭にパイロットシンボルが挿入されている。このような構成を持つ受信信号は、F F T回路1002の出力のうちパイロットシンボル部分がセレクタ1003で抽出される。このパイロットシンボル部分は、複素乗算器1004において、送信時と同じ既知パイロットシンボルとの間で複素除算処理され、伝搬路の周波数応答推定値として出力される。

【0007】 周波数応答推定値は、図31の伝搬路逆フィルタ生成器1005において、複素共役生成器1101及び複素乗算器1102に分歧して入力され、複素共役生成器1101で周波数応答推定値C（n）の共役複素数C\*（n）が生成される。複素共役生成器1101

の出力である周波数応答推定値の共役複素数  $C^*(n)$  は、複素乗算器 1102 及び除算器 1103 に分岐して入力され、複素乗算器 1102 では  $C(n)$  と乗算されて  $|C(n)|^2$  が outputされる。

【0008】複素乗算器 1102 出力  $|C(n)|^2$  と複素共役生成器 1101 出力  $C^*(n)$  は、複素除算器 1103 に入力され、除算結果  $C^*(n) / |C(n)|^2$  が outputされる。伝搬路逆フィルタ生成器 1005 出力  $C^*(n) / |C(n)|^2$  は、レジスタ 1006 でメモリに蓄積され、蓄積された伝搬路逆フィルタ生成器 1005 出力は、複素乗算器 1007 で受信信号と複素乗算され、復調回路へ入力される。

【0009】このように、従来のOFDM通信装置は、送信信号に挿入されたパイロットシンボルのFFT出力から直接伝搬路の逆フィルタ係数  $C^*(n) / |C(n)|^2$  を算出する。

#### 【0010】

【発明が解決しようとする課題】上記従来のOFDM通信装置においては、以下の問題を有している。すなわち、受信されたパイロットシンボルには、図2(c)に示すように、伝搬路における変動情報(図2(a))だけでなく、加法性雑音(アナログ回路で付加される熱雑音等の雑音、図2(b))も含まれているため、周波数応答推定に大きな誤差が含まれる。このように周波数応答推定に大きな誤差が含まれていると、伝搬路の状況に対応して受信信号を正確に復調することができなくなる。

【0011】この問題を解決するために、伝搬路の状況に対応して、応答の最大遅延時間やドップラ周波数などを算出し、時間一周波数の2次元でフィルタリングを行うことにより、雑音成分を最適な状態で除去する技術がある(例えば特開平10-75226号公報)。しかしながら、この技術においては、伝搬路変動の激しい環境の場合や、サブチャネル間隔に比べて伝搬路の周波数相関が比較的小さい場合には、フィルタリングにより雑音成分を十分に除去することができず、また最大遅延時間及びドップラ周波数などのパラメータ算出のための回路規模が大きく、処理遅延も大きい。

【0012】本発明はかかる点に鑑みてなされたものであり、伝搬路変動の激しい環境の場合や、サブチャネル間隔に比べて伝搬路の周波数相関が比較的小さい場合、挿入可能なパイロットシンボルが少ない場合において、パラメータ推定などの回路を付加することなく、復調特性の対雑音性を改善することができるOFDM通信装置を提供することを目的とする。

#### 【0013】

【課題を解決するための手段】本発明のOFDM通信装置は、パイロットシンボルを含み、OFDM方式で無線送信された信号から抽出されるパイロットシンボルと参照用の既知パイロットシンボルとから伝搬路の周波数応

答推定値を算出する推定値算出手段と、前記周波数応答推定値に対して波形整形処理を行なうことにより加法性雑音を除去するフィルタ処理手段と、波形整形処理された伝搬路の周波数応答推定値に基づいて前記信号の各副搬送波再生を行なう副搬送波再生手段と、を具備する構成を探る。

【0014】この構成によれば、推定された周波数応答から伝搬路特性に関する情報を失わないように加法性雑音成分を抑圧することができるため、限られたパイロットシンボルで、かつ加法性雑音レベルの大きな状態であっても、必要最小限の回路規模で雑音の影響を低減し、より正確な伝搬路の周波数応答を算出することができる。

【0015】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、フィルタ処理手段が、周波数応答推定値を複数のサブバンドに分割し、必要な信号成分のみを再構成するマルチレートフィルタ処理を行なう構成を探る。

【0016】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、フィルタ処理手段が、周波数応答推定値に対してフーリエ変換を用いてサブバンド分割を行ない、必要な信号成分のみを逆フーリエ変換で再構成する構成を探る。

【0017】これらの構成によれば、必要な情報は失われず、しかも雑音成分を除去するので、より正確な伝搬路の周波数応答を算出することができる。

【0018】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、フィルタ処理手段が、複数の副搬送波についての周波数応答推定値に対して移動平均処理を行なう構成を探る。

【0019】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、フィルタ処理手段は、他の副搬送波についての周波数応答推定値から算出した周波数応答推定値を移動平均処理に使用する構成を探る。

【0020】これらの構成によれば、複数の副搬送波についての周波数応答推定値に対して移動平均処理を行なうので、より精度良く正確な伝搬路の周波数応答を算出することができる。

【0021】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの受信信号品質を算出する受信信号品質算出手段と、前記受信信号品質算出手段にて算出された各サブチャネルの受信信号品質に基づいてサブチャネル毎にフィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値とフィルタ処理された伝搬路の周波数応答推定値のいずれか一方を選択する選択手段と、前記選択手段にて選択された周波数応答推定値に基づいて信号の各副搬送波再生を行なう副搬送波再生手段と、を具備する構成を探る。

【0022】この構成によれば、推定精度の高い周波数

応答推定値を各サブチャネル毎に選択できるため、変化する伝搬路状況下であっても、より正確な周波数応答を算出することができる。

【0023】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの振幅値を算出し、算出した各サブチャネルの振幅値が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力する構成を探る。

【0024】この構成によれば、推定精度の高い周波数応答推定値を各サブチャネル毎に選択できるため、変化する伝搬路状況下であっても、より正確な周波数応答を算出することができる。

【0025】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの電力値を算出し、算出した各サブチャネルの電力値が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力する構成を探る。

【0026】この構成によれば、上記OFDM通信装置の効果に加えて、ハード規模を削減することができる。

【0027】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの同相成分、直交成分の振幅値を算出し、算出した各サブチャネルの同相成分、直交成分それぞれの振幅値が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力する構成を探る。

【0028】この構成によれば、上記OFDM通信装置の効果に加えて、同相成分、直交成分独立に最適なフィルタを選択することができるため、さらに周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0029】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネル毎に隣接サブチャネルとの振幅差を算出し、算出した隣接サブチャネルとの振幅差が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力する構成を探る。

【0030】この構成によれば、隣接するサブチャネルの受信信号品質情報も考慮して推定精度の高い周波数応答推定値を各サブチャネル毎に選択できるため、より正確な周波数応答を算出することができる。

【0031】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネル毎の隣接サブチャネルとの電力差を算出し、算出した隣接サブチャネルとの電力差が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力する構成を探る。

【0032】この構成によれば、上記OFDM通信装置の効果に加えて、ハード規模を削減することができる。

【0033】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、算出する隣接サブチャネルとの振幅差は、同相成分、直交成分をそれぞれ算出するものとし、算出した各成分の振幅差が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力する構成を探る。

【0034】この構成によれば、上記OFDM通信装置の効果に加えて、同相成分、直交成分独立に最適なフィルタを選択することができるため、さらに周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0035】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの隣接サブチャネル間の振幅変化率を算出し、算出した隣接サブチャネル間の振幅変化率が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力する構成を探る。

【0036】この構成によれば、隣接するサブチャネルの品質変化率を考慮して、適切な周波数応答推定値を各サブチャネル毎に選択できるため、より正確な周波数応答を算出することができる。

【0037】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネル毎に隣接サブチャネル間の電力変化率を算出し、算出した隣接サブチャネル間の電力変化率がある閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力する構成を探る。

【0038】この構成によれば、上記OFDM通信装置の効果に加えて、ハード規模を削減することができる。

【0039】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、算出する隣接サブチャネル間の振幅変化率は同相成分、直交成分をそれぞれ算出するものとし、算出した各成分の振幅変化率が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力する構成を探る。

【0040】この構成によれば、上記OFDM通信装置の効果に加えて、同相成分、直交成分独立に最適なフィルタを選択することができるため、さらに周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0041】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネル間の位相変化量を算出し、算出した各サブチャネル間の位相変化量が所定の閾値より大きいか小さいかを受信信号品質情報として出力する構成を探る。

【0042】この構成によれば、加法性雑音の影響を大きく受けるサブチャネルが推定できるため、より正確に

周波数応答推定値を選択することができる。

【0043】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、複数の閾値判定により受信信号品質情報を算出する構成を採る。

【0044】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、閾値を、各サブチャネルの電力、振幅あるいは位相変化率又は位相変化率の平均値により適応的に変更する構成を採る。

【0045】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、閾値を、各サブチャネルの電力、振幅あるいは振幅変化率又は位相変化率のうちのいずれか1つのある閾値以上のものを複数個用いて平均した平均値により適応的に変更する構成を採る。

【0046】これらの構成によれば、伝搬路応答推定値から得られる受信信号品質情報により、各サブチャネルに適切な伝搬路応答推定値を選択できるため、その伝搬路環境に対応して無線通信を行なうことができる。

【0047】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、閾値を、パケット誤り率に基づいて適応的に変更する構成を採る。

【0048】この構成によれば、誤り検出符号により検出されるパケット誤り率から得られる受信信号品質情報により、各サブチャネルに適切な伝搬路応答推定値を選択できるため、その伝搬路環境に対応して無線通信を行なうことができる。

【0049】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、受信信号品質算出手段は、閾値を、複数シンボル分の受信信号品質情報の平均値に基づいて適応的に変更する構成を採る。

【0050】この構成によれば、過去の受信信号品質情報も利用して、現在の受信信号品質を算出するので、サブチャネル毎により正確な受信信号品質情報を得ることができる。これにより、サブチャネル毎により推定精度の高い、周波数応答推定を行なうことができる。

【0051】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、算出された各サブチャネルの受信信号品質情報に基づいて、フィルタ処理手段で用いるフィルタの種類又はフィルタの重み係数を選択するフィルタ選択手段を具備する構成を採る。

【0052】この構成によれば、受信信号品質情報を基に最適なフィルタを選択するため、推定制度の高い周波数応答推定値を各サブチャネル毎に選択することができる。したがって、変化する伝搬路状況下であっても、正確な周波数応答を算出することができる。

【0053】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、フィルタ処理手段で用いる

フィルタが移動平均処理を行なう場合、算出された各サブチャネルの受信信号品質情報に基づいて、移動平均する隣接サブチャネル数及びそれぞれのチャネルに対する重み係数を変更するサブチャネル数・重み係数変更手段を具備する構成を採る。

【0054】この構成によれば、受信信号品質情報を基に最適なフィルタを選択するため、伝搬路状況が変化した場合においても伝搬路推定精度を高く保つことができる。

【0055】また、本発明のOFDM通信装置は、上記OFDM通信装置において、フィルタ処理手段は、乗算器を持たずシフトレジスタで構成され、重み係数の値を受信信号品質情報により、1、2分の1、4分の1、…、2のn乗分の1（nは正の整数）と適応的に設定する構成を採る。

【0056】この構成によれば、乗算器に代わりにシフトレジスタを用いるため、回路規模を削減でき、さらに高速な処理を行うことができる。

【0057】本発明の基地局装置は、請求項1から請求項24のいずれかに記載のOFDM通信装置を具備する構成を採る。

【0058】本発明の通信端末装置は、請求項1から請求項24のいずれかに記載のOFDM通信装置を具備する構成を採る。

【0059】これらの構成によれば、正確に伝搬路の状態を推定して、その伝搬路環境に対応して無線通信を行なうことができる。

【0060】本発明のOFDM通信方法は、パイロットシンボルを含み、OFDM方式で無線送信された信号から抽出されるパイロットシンボルと参照用の既知パイロットシンボルとから伝搬路の周波数応答推定値を算出する推定値算出工程と、前記推定値算出工程にて算出された周波数応答推定値に対して波形整形処理を行なうことにより加法性雑音を除去するフィルタ処理工程と、前記フィルタ処理工程にて波形整形処理された伝搬路の周波数応答推定値に基づいて前記信号の各副搬送波再生を行なう副搬送波再生工程と、を具備する。

【0061】この方法によれば、推定された周波数応答から伝搬路特性に関する情報を失わないように加法性雑音成分を抑圧することができるため、限られたパイロットシンボルかつ、加法性雑音レベルの大きな状態であっても、必要最小限の回路規模で雑音の影響を低減し、より正確な伝搬路の周波数応答を算出することができる。

【0062】また、本発明のOFDM通信方法は、上記OFDM通信方法において、フィルタ処理前の伝搬路の周波数応答推定値から各サブチャネルの受信信号品質を算出する受信信号品質算出工程と、前記受信信号品質算出工程にて算出された各サブチャネルの受信信号品質情報に基づいて、サブチャネル毎にフィルタ処理前の伝搬

路の周波数応答推定値とフィルタ処理された伝搬路の周波数応答推定値のいずれか一方を選択する選択工程と、前記選択工程にて選択された周波数応答推定値に基づいて前記信号の各副搬送波再生を行なう副搬送波再生工程と、を具備する。

【0063】この方法によれば、推定精度の高い周波数応答推定値を各サブチャネル毎に選択できるため、変化する伝搬路状況下であっても、正確な周波数応答を算出することができる。

#### 【0064】

【発明の実施の形態】本発明の骨子は、加法性雑音等の影響により誤差を含んだ伝搬路推定値から波形整形処理により雑音成分を抑圧することによって、伝搬路推定精度を高めることである。

【0065】以下、本発明の実施の形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

【0066】(実施の形態1) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、バイロットシンボルから得られる周波数応答推定値をさらにフィルタリングすることにより、推定値に含まれる加法性雑音成分を抑圧し、伝搬路による受信信号の位相回転量及び振幅変動量を算出するものである。

【0067】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図1は、本発明の実施の形態1に係るOFDM通信装置の概略構成を示す要部ブロック図である。

【0068】この図において、A/D変換器101は、受信信号をデジタル信号に変換する。高速フーリエ変換(FFT)器102は、デジタル信号に変換された受信信号に対してFFT処理を行なう。FFT処理された受信信号は、同期検波回路103に入力される。

【0069】同期検波回路103のセレクタ104は、FFT処理後の受信信号をシンボル毎にバイロットシンボルを複素乗算器105へ出力し、情報シンボルを複素乗算器108へ出力する。複素乗算器105は、セレクタ104の出力のバイロットシンボルと、送信されたバイロットシンボルと同じ信号との乗算を行なうことにより、周波数応答推定値を算出する。

【0070】波形整形処理(フィルタリング処理)部106は、周波数応答推定値に対して、時間軸上で通過域を持った時間フィルタを用いてフィルタリング処理を行い、加法性雑音成分を抑圧した周波数応答推定値を出力する。時間フィルタについては後に詳述する。伝搬路逆フィルタ生成器109は、伝搬路応答を補償する特性(逆特性)を持つ複素係数 $C^*(n)/|C(n)|^2$ を出力するものであり、図11に示す構成と同じである。

【0071】レジスタ107は、次のバイロットシンボルから伝搬路応答推定値が算出されるまで、伝搬路逆フィルタ生成器109の出力をメモリに蓄えておき、これを用いて、受信信号の伝搬路による位相回転及び振幅変

動を補償する。複素乗算器108は、セレクタ104の出力の情報信号と、レジスタに蓄えられている伝搬路の逆特性値との複素乗算を行い、受信信号の各サブチャネルに対して、位相回転及び振幅変動を補償し、復調器へ出力する。

【0072】次いで、上記構成を有するOFDM通信装置の動作について説明する。受信信号は、A/D変換器101によってデジタル信号に変換され、FFT回路102によってFFT処理され、同期検波回路103に入力される。同期検波回路103においては、セレクタ104によりバイロットシンボルが複素乗算器105に出力され、情報シンボルは複素乗算器108に出力される。

【0073】複素乗算器105に出力されたバイロットシンボルは、通信相手側の送信器から送信されたものと同じシンボルとの間で複素乗算を行なうことにより、伝搬路の周波数応答推定値が算出される。この周波数応答推定値は、フィルタリング処理部106に入力される。周波数応答推定値は、フィルタリング処理部106において特定の時間幅のみ信号を通過させる時間フィルタにより波形整形処理され、加法性雑音が抑圧された伝搬路の周波数応答推定値として出力される。この時間フィルタについては後述する。

【0074】フィルタリング処理部106の出力である、加法性雑音が抑圧された周波数応答推定値は、伝搬路逆フィルタ生成器109へ入力され、伝搬路に起因して生じた位相回転及び振幅変動量を補償する特性(伝搬路について逆特性)を持った係数が出力される。レジスタ107に蓄えられた係数は、複素乗算器108において情報シンボルと複素乗算され、これにより情報シンボルに含まれる伝搬路に起因する位相回転及び振幅変動が補償され、位相回転及び振幅変動補償された情報シンボルが復調器に入力される。これにより、各サブチャネル(副搬送波)の信号の再生が行われる。

【0075】次に、上記構成のうち、フィルタリング処理部106における、時間フィルタについて説明する。既に述べたように、フィルタリング処理部106の役割は、加法性雑音等により誤差の生じている伝搬路の周波数応答推定値に対して、伝搬路の位相回転情報及び振幅変動情報は残しつつ、加法性雑音のみを抑圧して、周波数応答推定精度を向上することである。このため、これを実現する時間フィルタの構成は幾つか考えられる。

【0076】以下、図2を用いて、時間フィルタによる雑音成分抑圧方法を説明する。図2(a)、(b)及び(c)に示すように、受信バイロットシンボルから得られる伝搬路の周波数応答を時間領域に変換して得ることのできる瞬時遅延プロファイル(インパルス応答)推定値は、実際の遅延プロファイルと加法性雑音(とりわけ白色ガウス雑音)との和となっている。このため、瞬時遅延プロファイル推定値には雑音による誤差が含まれ、

受信特性の著しい劣化につながる。

【0077】パイロットシンボルより得られる遅延プロファイル(図2(c))のうち、実際の遅延プロファイル(図2(a))に注目すると、OFDM方式では、無視できない遅延波のうち最大遅延時間のものは、設計上、観測時間(1OFDM有効シンボル)の半分以下となるため、最大遅延時間以降の信号は、ほぼ雑音成分とみなすことができる。

【0078】したがって、図2(d)のような特性を持ち、最大遅延時間以降の信号成分を遮断するか抑圧する、時間フィルタ(特定の時間だけ通過する)を適用することにより、伝搬路による歪み情報を失うことなく、図2(f)に示すように最大遅延時間以降の周波数応答推定値(雑音成分のみ)を抑圧できるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。なお、最大遅延時間は、装置内で適宜求めることもできるが、回路規模を小さくするために、許容範囲を考慮して予め設定しておく。この最大遅延時間に基づいて図2(d)に示すフィルタ時間特性を決定する。

【0079】上記のような特性を持つフィルタとして、図3のように一般的に用いられているFIR(Finite Impulse Response: 有限インパルス応答)フィルタ、すなわちフィルタ特性を時間領域と周波数領域とで入れ替えたものを適用することができる。つまり、このフィルタは、例えば図3に示すように、乗算素子3011及び直列の遅延素子3012で構成されており、これにより周波数特性を時間特性に変換している。したがって、このフィルタは、ある帯域を通過させ、それ以外の帯域を遮断する特性を、時間領域に置き換えたものであり、ある時間帯を通過させ、それ以外の時間帯を遮断する。なお、これは、複素乗算器105より得られた周波数応答推定値に対して、低域通過フィルタとの畳み込み積分を行なうことにより実現できる。

【0080】このように、本実施の形態によれば、送信信号に挿入されたパイロットシンボルから得られる伝搬路の周波数応答推定値から、伝搬路特性に関する情報を失わないように加法性雑音をフィルタにより抑圧するため、加法性雑音が伝搬路変動推定値に及ぼす影響を抑止することができ、各サブチャネルの同期再生をより正確に行なうことができる。

【0081】なお、上述したように、同期検波回路103のフィルタリング処理部106には、図3に示すように、FIRフィルタ301を用いることもでき、図4に示すように、IIR(Infinite Impulse Response: 無限インパルス応答)フィルタ401を用いることもできる。このフィルタは、例えば図4に示すように、乗算素子4011及び並列の遅延素子4012で構成されており、これにより周波数特性を時間特性に変換している。

【0082】したがって、このフィルタも、ある帯域を通過させ、それ以外の帯域を遮断する特性を時間領域に

置き換えたものであり、ある時間帯を通過させ、それ以外の時間帯を遮断する。いずれのフィルタを用いる場合でも、周波数応答推定値から雑音成分を抑圧し、周波数応答推定精度を向上させることができ。なお、図3及び図4に示すフィルタの構成は一例であり、FIRフィルタ及びIIRフィルタであれば上記効果を発揮することができる。

【0083】(実施の形態2) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図1に示す装置と同様の構成を有し、フィルタリング処理部106にマルチレートフィルタバンクを適用することにより、雑音成分を抑圧し、周波数応答推定精度を向上させるものである。

【0084】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図5は、本発明の実施の形態2に係るOFDM通信装置のフィルタリング処理部106の概略構成を示す要部ブロック図である。

【0085】図6はマルチレートフィルタバンクを用いたフィルタの構成を示すブロック図例であり、このマルチレートフィルタバンクは、2分割フィルタ(HPF:高域通過フィルタ及びLPF:低域通過フィルタ)を用いた3段構成の完全再構成マルチレートフィルタバンクである。

【0086】マルチレートフィルタバンクによるフィルタは、左右ほぼ対称な構造を有しており、左半分は解析フィルタ(入力信号を複数のサブバンドに分割する)であり、右半分が統合フィルタ(解析フィルタにより分割されたサブバンド信号を再構成する)であり、これら2対をもって時間フィルタを構成する。この具体的構成を図6を用いて説明する。

【0087】LPF601は、入力信号列のうち低周波側半分の周波数成分のみを通過するフィルタであり、出力はLPF601の通過域成分のみとなる。デシメータ602は、入力信号列に対して1つ置きに間引く操作を行なう。したがって、出力信号列の信号点数は入力信号の信号点数の半分となる。HPF603は、入力信号列のうち高周波側半分の周波数成分のみを通過するフィルタであり、出力はHPF603の通過域成分のみとなる。

【0088】O信号発生器604は、0の値を持つ数値列を発生させる。インタポレータ605は、入力信号列の間に0を1つずつ挿入する操作を行なう。したがって、出力信号の信号点数は、入力信号の信号点数の2倍となる。LPF606は、入力信号列のうち低周波側半分の周波数成分のみを通過するフィルタであり、出力は、LPF606の通過域成分のみとなるが、LPF601とは係数が異なる。HPF607は、入力信号列のうち低周波側半分の周波数成分のみを通過するフィルタであり、出力はHPF607の通過域成分のみとなるが、HPF603とは係数が異なる。

【0089】次に、上記構成を有するフィルタによる波

形整形処理の動作について説明する。入力信号である、周波数応答推定値は、L P F 6 0 1 ともう一方のH P F側の2系統に分歧して入力される。入力された周波数応答推定値は、L P F 6 0 1 によって、高周波側半分の成分が遮断された信号となり、デシメータへと出力され、デシメータ6 0 2で信号点が1つ置きに間引かれ信号点数が半分となり、次段の解析フィルタへと渡される。なお、デシメータ6 0 2の入出力では、信号点数は半分になるが、デシメータ6 0 2の前段にL P F 6 0 1においてフィルタリングされるため、信号情報そのものは失わない。また、入力信号のうちH P F側のものは、信号再構成時には遮断される領域のため、H P Fフィルタ6 0 3及びデシメータ6 0 2は用意しない。

【0090】デシメータ6 0 2で間引かれた信号は、再びL P F 6 0 1とH P F 6 0 3のそれぞれに入力され、L P F 6 0 1では、前記同様、高周波側半分が遮断され、デシメータ6 0 2により1つ置きに信号点が間引かれる。間引かれた信号は、再構成時にすべて必要な成分であるため、これ以上分割は行わず、統合フィルタへと出力される。

【0091】一方、H P F 6 0 3に入力された信号は、入力信号成分のうち低周波数側半分が遮断され、デシメータ6 0 2により1つ置きに信号点が間引かれ、ここではさらに3段目のフィルタバンクへと出力される。2段目フィルタバンクのうちH P F 6 0 3出力については、3段目のフィルタバンクにおいて、L P F 6 0 1側のみの処理がなされ、H P F側の処理は行われない。これは、H P F側成分を再構成時に使用しないためである。以上のように、入力信号は、解析フィルタにより必要な解像度まで分解され、再構成時に不必要的周波数成分が分割される。

【0092】解析フィルタで分割された信号のうち、再構成で用いる情報が統合フィルタへ入力され、再構成で用いない情報については、代わりに0信号6 0 4が用いられる。解析フィルタの3段目で分割されたデシメータ6 0 2出力成分は、インタポレータ6 0 5に入力され、各信号点の間に0が挿入される。0が挿入された信号は、L P F 6 0 6により、高周波成分が除去され、H P F側の0信号と信号点毎に加算され、2段目のH P F 6 0 7処理用の入力値として出力される。

【0093】統合フィルタ2段目では、再びインタポレータ6 0 5において各信号点の間に0が挿入され、H P F 6 0 7で、低周波成分が除去され、L P F 6 0 6出力と、信号点毎に加算され、1段目のL P F 6 0 6側のインタポレータ6 0 6へと入力され、統合フィルタ3段目と同様の動作を経てマルチレートフィルタバンク出力が得られる。図6に示す構成におけるフィルタ特性を図7に示す。

【0094】このようなフィルタ特性を有するマルチレートフィルタバンクの解析フィルタ及び統合フィルタを

用いて波形整形処理を行なうことにより、加法性雑音を除去することができる。すなわち、この構成によれば、必要な情報は失われず、しかも雑音成分を除去するので、より正確な伝搬路の周波数応答を算出することができる。したがって、本実施の形態によれば、送信信号に挿入されたパイロットシンボルから得られる伝搬路の周波数応答推定値から、さらに加法性雑音をフィルタにより抑圧するため、加法性雑音が伝搬路変動推定値に及ぼす影響を抑圧することができ、各サブチャネルの同期再生をより正確に行なうことができる。

【0095】(実施の形態3) 本実施の形態に係るO F D M通信装置は、図1に示すO F D M通信装置とほぼ同様の構成を有しており、波形整形処理1 0 6に離散フーリエ変換(D F T : Discrete Fourier Transform)対を適用することにより、雑音成分を抑圧し、周波数応答推定精度を向上させるものである。

【0096】以下、本実施の形態に係るO F D M通信装置について説明する。図8は、本発明の実施の形態3に係るO F D M通信装置における波形整形処理1 0 6の概略構成を示す要部プロック図である。

【0097】図9は離散フーリエ変換を用いたフィルタ8 0 1の構成例であり、離散フーリエ変換9 0 1で入力信号をサブバンドに分割した後、不必要的成分をカットし、逆離散フーリエ変換9 0 3を用いて再び信号を構成するフィルタである。

【0098】図9の入力信号である伝搬路の周波数応答推定値は、離散フーリエ変換器9 0 1へと入力され、フーリエ変換される。フーリエ変換された周波数応答推定値は、伝搬路の瞬時複素遅延プロファイル推定値、つまり瞬時複素遅延プロファイル(図2(a))と加法性雑音(図2(b))とが足された信号を表している(図2(c))。

【0099】図9のD F T 9 0 1により得られた複素遅延プロファイル推定値については、推定値のうち雑音成分のみである遅延時間の大きな領域の信号を0信号9 0 2に置き換え、図2(e)に示すように雑音成分を抑圧する。遅延時間の大きな領域を0信号により置き換えた、複素遅延プロファイル推定値は、逆離散フーリエ変換(I D F T : Inverse Discrete Fourier Transform)器9 0 3により、再び周波数領域へと変換され、加法性雑音の抑圧された伝搬路の周波数応答推定値が得られる。

【0100】以上のように、離散フーリエ変換対で構成されるフィルタを用いることにより、必要な情報は失われず、しかも雑音成分を除去するので、より正確な伝搬路の周波数応答を算出することができる。すなわち、周波数応答推定値の雑音成分を抑圧し、伝搬路による各サブチャネルの位相回転量及び振幅変動量の推定精度を向上することができる。

【0101】本実施の形態においては、波形整形処理1

06に離散フーリエ変換対を用いた場合について説明しているが、波形整形処理106に高速フーリエ変換(FFT:Fast Fourier Transform)アルゴリズムを適用しても良い。これにより、離散フーリエ変換処理を高速に実現することができる。

【0102】本発明は上記実施の形態1から実施の形態3に限定されず種々変更して実施することが可能である。例えば、フィルタリング処理部106の波形整形処理において、移動平均処理を適用することにより、雑音成分を抑圧し、周波数応答推定精度を向上させるようにしても良い。

【0103】この場合、例えば、移動平均処理方法において、隣接する前後X個のサブチャネルのパイロットシンボルを用いて移動平均処理を行なって位相回転量及び振幅変動量を求めることが望ましい。ただし、全体において端に位置するサブチャネルについて位相回転量及び振幅変動量を求める場合、サブチャネルが足りなくて前後X個のサブチャネルを用いて移動平均処理を行なうことができないことがある。この場合には、足りない部分のサブチャネルに対応する位相回転量及び振幅変動量は、演算手段により推定又は算出して、この値を移動平均処理に用いる。このようにして、周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0104】本発明のOFDM通信装置は、ディジタル無線通信システムにおける通信端末装置や基地局装置に適用することができる。これにより、正確に伝搬路の状態を推定して、その伝搬路環境に対応して無線通信を行なうことができる。

【0105】(実施の形態4) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、図1に示す装置と同様の構成を有し、新たに複素乗算器105の出力である周波数応答推定値を入力とするサブチャネル毎の受信信号品質情報を算出する信号品質判定回路と、この信号品質判定回路の出力に基づいてサブチャネル毎に複素乗算器105の出力の周波数応答推定値とフィルタリング処理106後の周波数応答推定値を選択するセレクタを加えた構成を探ることにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、周波数応答推定精度を向上させるものである。

【0106】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図10は、本発明の実施の形態4に係るOFDM通信装置の概略構成を示す要部ブロック図である。なお、新たに加えた信号品質判定回路1310とセレクタ1311以外の部分は実施の形態1から実施の形態3と等しいため、以下、新たに加えた信号品質判定回路1310とセレクタ1311について説明する。

【0107】複素乗算器1305により算出された周波数応答推定値はフィルタリング処理1306、信号品質判定回路1310及びセレクタ1311へ入力される。

信号品質判定回路1310では、入力される周波数応答推定値から受信信号の品質状態を判定し、その結果である判定値をセレクタ1311へ出力する。

【0108】図11は、信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。信号品質判定回路1310は、複素乗算器1305出力である周波数応答推定値から各サブチャネルの振幅値を算出し、算出した振幅値を基に受信信号のサブチャネル毎の信号品質判定を行なう。

【0109】図11を参照しながら、この各サブチャネルの振幅値を用いた信号品質判定回路1310について説明する。入力された周波数応答推定値は、振幅算出回路1401において各サブチャネル毎に振幅値 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ が算出される。ここでは、Iは同相成分(実部)、Qは直交成分(虚部)を表す。算出された振幅値は判定器1402において、閾値1403との比較が行なわれ、入力信号の各サブチャネル振幅値が閾値1403より大きいか小さいかを表す信号がセレクタ1311へ出力される。

【0110】一方、セレクタ1311は、図12に示すように構成されている。セレクタ1311に入力される信号は、フィルタリング処理1306によりフィルタリングされた周波数応答推定値と、複素乗算器1305の出力である周波数応答推定値と、信号品質判定器1310の出力である信号品質判定情報である。セレクタ1311は、サブチャネル数のスイッチ1501で構成され、例えばn番目のスイッチには、n番目のサブチャネルに対応するフィルタ処理後の周波数応答推定値と、フィルタ処理前の周波数応答推定値と、信号品質判定情報とが入力され、信号品質判定情報の値によりフィルタ処理後の周波数応答推定値あるいはフィルタ処理前の周波数応答値を選択して出力する。

【0111】なお、この図に示すセレクタ1311は、サブチャネル数個並列にスイッチ1501を配置しているが、入力される各信号が直列に入力される場合は、図13のように同じスイッチ1601がサブチャネル回数繰り返し用いられ、逐次それぞれのサブチャネルに対応する適切な周波数応答推定値を出力する。

【0112】図12に戻り、スイッチ1501の出力である各サブチャネルの周波数応答推定値は、伝送路逆フィルタ生成器1309(図10参照)へ入力され、伝搬路の逆特性値が算出された後、複素乗算器1308において、情報信号との複素乗算を行うことにより、サブキャリア毎の同期を確立する。そして、同期確立した情報信号は復調器へ送られる。

【0113】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値1403は1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにしても良い。また、閾値1403の値を、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにし

ても良い。

【0114】(実施の形態5) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図10に示す装置と同様の構成を有し、信号品質判定回路1310の被判定値として周波数応答の各サブチャネル毎の電力値を適用することにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、周波数応答推定精度を向上させるものである。また、この方式を採用することで、実施の形態4の信号品質判定回路1310に比べてハード規模の削減が可能となる。

【0115】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図14は、本発明の実施の形態5に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。

【0116】信号品質判定回路1310は、周波数応答推定値の各サブチャネルの電力値を用いて受信信号品質判定を行なうものである。信号品質判定回路1310に入力された周波数応答推定値は、電力算出回路1701において各サブチャネル毎に電力値 $I^2+Q^2$ が算出される。ここで、Iは同相成分(実部)、Qは直交成分(虚部)を表す。

【0117】算出された電力値は、判定器1702において、閾値1703と比較され、入力信号の各サブチャネル電力値が閾値1703より大きいか小さいかを表す信号がセレクタ1311(図10参照)へ出力される。

【0118】このように周波数応答推定値の各サブチャネル毎の電力値を品質判定情報として用いることにより、サブチャネル毎に最適な周波数応答推定値を選択できるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。また、実施の形態4に比べてハード規模の削減が可能となる。

【0119】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値1703は1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにしても良い。また、閾値1703の値を、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0120】(実施の形態6) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図10に示す装置と同様の構成を有し、信号品質判定回路1310の被判定値として周波数応答の各サブチャネルの同相成分、直交成分それぞれ独立に算出した振幅値を適用することにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、周波数応答推定精度を向上させるものである。また、この方式を採用することで、実施の形態4に比べて同相成分、直交成分独立に最適なフィルタを選択することができるため、さらに周波数応答推定精度を向上させることができるとなる。

【0121】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図15は、本発明の実施の形態6

に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。

【0122】信号品質判定回路1310は、周波数応答推定値の各サブチャネルの振幅値を同相成分、直交成分それぞれ独立して算出した値を用いて受信信号品質判定を行なうものである。

【0123】信号品質判定回路1310に入力された周波数応答推定値は、振幅算出回路1801、1804において同相成分、直交成分を独立に、各サブチャネル毎に振幅値、|I|、|Q|が算出される。ここで、Iは同相成分(実部)、Qは直交成分(虚部)を表す。算出された振幅値は、判定器1802、1805において、閾値1803と比較され、入力信号の同相成分、直交成分それぞれの振幅値が閾値1803より大きいか小さいかを表す信号がセレクタ1311へ出力される。

【0124】このように周波数応答推定値の各サブチャネル毎に同相成分、直交成分それぞれ独立して算出した振幅値を用いることにより、サブチャネル毎に、また同相成分、直交成分独立に最適な周波数応答推定値を選択でき、これによって周波数応答推定精度を向上させることができる。また、実施の形態5に比べてハード規模の削減も可能となる。

【0125】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値1803は1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにも良い。また、閾値1803の値を、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0126】(実施の形態7) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図10に示す装置と同様の構成を有し、信号品質判定回路1310の被判定値として周波数応答の振幅成分及び隣接サブチャネルとの振幅差を適用することにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、自サブチャネルの振幅情報だけでなく、隣接サブチャネルの振幅情報も用いるため周波数応答推定精度をさらに向上させるものである。

【0127】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図16は、本発明の実施の形態7に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。信号品質判定回路1310は、周波数応答推定値の各サブチャネルの振幅値を算出した値及び隣接サブチャネルとの振幅差を算出した値を用いて受信信号品質判定を行なうものである。

【0128】信号品質判定回路1310に入力された周波数応答推定値は、振幅算出回路1901において、各サブチャネル毎に振幅値 $\sqrt{I^2+Q^2}$ が算出される。ここで、Iは同相成分(実部)、Qは直交成分(虚部)を表す。算出された振幅値は判定回路1909、遅延器

1902及び減算器1903へ入力される。

【0129】減算器1903では、判定するサブキャリア振幅値と1つ手前の隣接サブキャリア振幅値との減算が行なわれ、1つ手前の隣接サブチャネルとの差分が出力される。絶対値算出回路1904では、減算器1903の出力の絶対値が算出され、遅延器1905及び比較器1906へ入力される。比較器1906では、1つ手前のサブチャネルの差分値（正数）と現在のサブチャネルの差分値（正数）との比較が行なわれ、差分値の大きい方の値が判定回路1907へ出力される。判定回路1907では、隣接サブチャネルとの振幅差が閾値よりも大きいか小さいかが判定され、その結果が論理積1912へ出力される。

【0130】判定回路1909では、実施の形態4と同様に、入力された振幅値が閾値1910よりも大きいか小さいかが判定され、その結果が遅延器1911へ入力される。遅延器1911の遅延時間は同じサブチャネルを判定するための、判定回路1907の出力と遅延器1911の出力とが同時に論理積回路1912へ入力されるように調整される。

【0131】論理積1912からは、対象となるサブチャネルの品質が出力されるが、出力値として、対象となるサブチャネルの振幅が閾値1910より大きく、かつ両隣のサブチャネルとの振幅差のうち大きい方の値が、閾値1908よりも小さい場合が品質の良いサブチャネルであり、これ以外は品質の悪いサブチャネルとして、受信信号品質情報（2値）が出力される。

【0132】このように周波数応答推定値のサブチャネル毎の振幅値と隣接チャネルとの振幅差を品質判定に用いることにより、サブチャネル毎に最適な周波数応答推定値を選択できるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0133】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値1910及び閾値1908はそれぞれ1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにしても良い。また、各閾値1010、1908の値を、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0134】（実施の形態8）本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図10に示す装置と同様の構成を、また、信号品質判定回路1310は、基本的に図16に示す回路と同様の構成を有し、信号品質判定回路の被判定値として周波数応答の電力成分及び隣接サブチャネルとの電力差を適用することにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、自サブチャネルの電力情報だけでなく、隣接サブチャネルの電力情報も用いるため周波数応答推定精度をさらに向上させるものである。また、この方式を採用することで、実施の形態7と比べて回路規模の削減が可能となる。

【0135】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図17は、本発明の実施の形態8に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。この図では、図16のブロック図における振幅値算出回路1901を電力値算出回路2001に置き換えた構成を探っており、その他の動作は実施の形態7と同様である。但し、利点として、振幅値の代わりに電力値を用いるため、二乗根を算出する回路が不要となり、その分、回路規模を削減することが可能となる。

【0136】このように周波数応答推定値のサブチャネル毎の振幅値と隣接チャネルとの振幅差を品質判定に用いることにより、サブチャネル毎に最適な周波数応答推定値を選択できるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。また、実施の形態7に比べて回路規模の削減が可能となる。

【0137】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値2010及び閾値2008はそれぞれ1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにしても良い。また、各閾値2008、2010の値を、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0138】（実施の形態9）本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図10に示す装置と同様の構成を有し、また信号品質判定回路1310は、基本的に図16に示す回路と同様の構成を有し、信号品質判定回路の被判定値として周波数応答の各サブチャネルの振幅値を同相成分、直交成分それぞれ独立して算出した振幅及び隣接サブチャネルとの振幅差を同相成分、直交成分をそれぞれ独立に適用することにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、自サブチャネルの振幅情報だけでなく、隣接サブチャネルの振幅情報も用い、さらに同相成分、直交成分独立に最適なフィルタを選択することができるため、さらに周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0139】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図18は、本発明の実施の形態9に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。この図では、図16のブロック図における振幅値算出回路1901を同相成分あるいは直交成分のみの振幅値算出回路に置き換え、同相成分のための処理ブロック列と直交成分のための処理ブロックを別々に設ける構成を探っており、それぞれのブロックの動作は実施の形態7と同様である。ただし、利点として、同相成分と直交成分を独立に品質判定するため、実施の形態7に比べて、より精度良く受信信号品質を判定することが可能となる。

【0140】このように周波数応答推定値のサブチャネル毎の振幅値と隣接チャネルとの振幅差を同相成分及び

直交成分に分けて独立に品質判定を行うことにより、サブチャネル毎に最適な周波数応答推定値を選択できるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0141】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値2100及び閾値2109はそれぞれ1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにしても良い。また、各閾値2100、2109の値を、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0142】(実施の形態10) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図10に示す装置と同様の構成を有し、信号品質判定回路1310の被判定値として隣接サブチャネル間での周波数応答の振幅変化率を適用することにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、自サブチャネルの振幅情報だけでなく、隣接サブチャネルの振幅情報も用いるため周波数応答推定精度をさらに向上させるものである。

【0143】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図19は、本発明の実施の形態10に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。

【0144】信号品質判定回路1310は、周波数応答推定値の各サブチャネルの振幅値を算出した値と両隣接サブチャネルとを用いて振幅値の変化率を算出し、算出した振幅変化率を用いて受信信号品質判定を行なうものである。信号品質判定回路1310に入力された周波数応答推定値は、振幅値算出回路2201において、サブチャネル毎に振幅値 $\sqrt{I^2+Q^2}$ が算出される。ここで、Iは同相成分(実部)、Qは直交成分(虚部)を表す。

【0145】算出された振幅値は、直接変化率算出器2304と遅延器2202に入力される。遅延器2202の出力は、変化率算出器2204及び遅延器2203へ入力される。変化率算出器2204では、振幅値算出回路2201の出力と、遅延器2203の出力と、遅延器2202の出力の3つの値を用いて、連続する3つのサブキャリア間での振幅変化率を算出し、さらに算出結果を閾値2205と比較した後、受信信号品質情報をセレクタへ出力する。なお、変化率算出器2204において、振幅変化率を、表を参照することで算出するようにしても良い。

【0146】このように周波数応答推定値のサブチャネル毎に両隣接チャネルを用いて、振幅の変化率を品質判定に用いることにより、サブチャネル毎に最適な周波数応答推定値を選択できるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0147】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値2205は1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにしても良い。ま

た、閾値2205の値を、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0148】(実施の形態11) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図10に示す装置と同様の構成を有し、信号品質判定回路1310の被判定値として隣接サブチャネル間での周波数応答の電力変化率を適用することにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、自サブチャネルの電力情報だけでなく、隣接サブチャネルの電力情報も用いるため周波数応答推定精度をさらに向上させるものである。また、実施の形態10に比べて回路規模を削減することができる。

【0149】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図20は、本発明の実施の形態11に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。

【0150】信号品質判定回路1310は、周波数応答推定値の各サブチャネルの電力値を算出した値と両隣接サブチャネルとを用いて電力値の変化率を算出し、算出した電力変化率を用いて受信信号品質判定を行なうものである。信号品質判定回路1310に入力された周波数応答推定値は、電力値算出回路2301において、サブチャネル毎に電力値 $I^2+Q^2$ が算出される。ここで、Iは同相成分(実部)、Qは直交成分(虚部)を表す。

【0151】算出された電力値は、直接変化率算出器2304と遅延器2302に入力される。遅延器2302の出力は変化率算出器2304及び遅延器2303へ入力される。変化率算出器2304では、電力値算出回路2301の出力と、遅延器2303の出力と、遅延器2302の出力の3つの値を用いて、連続する3つのサブキャリア間での電力変化率を算出し、さらに算出結果を閾値2305と比較した後、受信信号品質情報をセレクタへ出力する。なお、変化率算出器2304において、電力変化率を、表を参照することで算出するようにしても良い。

【0152】このように周波数応答推定値のサブチャネル毎に両隣接チャネルを用いて、電力の変化率を品質判定に用いることにより、サブチャネル毎に最適な周波数応答推定値を選択できるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。また、実施の形態10に比べて回路規模の削減が可能となる。

【0153】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値2305は1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにしても良い。また、閾値2305の値を、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0154】(実施の形態12) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図10に示す装置と同様

の構成を有し、信号品質判定回路1310の被判定値として隣接サブチャネル間での周波数応答の振幅変化率を同相成分、直交成分それぞれ独立に算出した振幅値を用いることにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、自サブチャネルの振幅情報だけでなく、隣接サブチャネルの振幅情報を同相成分、直交成分を独立に用いるため、周波数応答推定精度をさらに向上させるものである。

【0155】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図21は、本発明の実施の形態12に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。

【0156】信号品質判定回路1310は、周波数応答推定値の各サブチャネルの振幅値を同相成分、直交成分をそれぞれ独立して算出した値と両隣接サブチャネルの同相成分、直交成分の振幅値とを用いて振幅変化率を算出し、算出した振幅変化率を用いて受信信号品質判定を行なうものである。

【0157】信号品質判定回路1310に入力された同相成分（振幅値）は、変化率算出器2403と遅延器2401に入力される。遅延器2401の出力は変化率算出器2403及び遅延器2402へ入力される。変化率算出器2403では、同相成分の振幅値、遅延器2401及び遅延器2402出力の3つの値を用いることにより、連続する3つのサブキャリア間での同相成分の振幅変化率を算出し、さらに算出した結果を閾値2404と比較した後、受信信号品質情報をセレクタへと出力する。なお、変化率算出器2403において、振幅変化率を、表を参照することで算出するようにしても良い。

【0158】同様に、直交成分（振幅値）は、変化率算出器2407と遅延器2405に入力される。遅延器2405出力は変化率算出器2407及び遅延器2406へ入力される。変化率算出器2407では、直交成分の振幅値、遅延器2405及び遅延器2406の出力の3つの値を用いることにより、連続する3つのサブキャリア間での直交成分の振幅変化率を算出し、算出した結果を閾値2404と比較した後、受信信号品質情報をセレクタへ出力する。なお、変化率算出器2407において、振幅変化率を、表を参照することで算出するようにしても良い。

【0159】このように、同相成分及び直交成分の周波数応答推定値を独立に、サブチャネル毎に両隣接チャネルを用いて、振幅変化率を品質判定に用いることにより、サブチャネル毎に最適な周波数応答推定値を同相成分、直交成分を独立に選択できるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0160】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値2404は1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにしても良い。また、閾値2404の値を、パケット誤り率あるいは複数

シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0161】（実施の形態13）本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図10に示す装置と同様の構成を有し、信号品質判定回路1310の被判定値として隣接サブチャネル間での周波数応答の位相変化率を適用することにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、周波数応答推定精度をさらに向上させるものである。

【0162】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図22は、本発明の実施の形態13に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。

【0163】信号品質判定回路1310は、周波数応答推定値の各サブチャネルの位相を算出した値を判定サブチャネルと両隣接サブチャネルの3値を用いて、位相変化率を算出し、算出した位相変化率を用いて受信信号品質判定を行うものである。

【0164】信号品質判定回路1310に入力された同相成分（振幅値）及び直交成分（振幅値）は、位相算出回路2501に入力され、 $t \tan^{-1}(Q/I)$ を算出する。算出された位相値は、変化率算出器2504と遅延器2502に入力される。遅延器2502の出力は変化率算出器2504及び遅延器2503へ入力される。変化率算出器2504では、位相算出回路出力、遅延器2502及び遅延器2503の出力の3つの値を用いることにより、連続する3つのサブキャリア間での位相変化率を算出し、さらに算出した結果を閾値2405と比較した後、受信信号品質情報をセレクタへ出力する。なお、変化率算出器2504において、位相変化率を、表を参照することで算出するようにしても良い。

【0165】このように、隣接するチャネル間での位相変化率を品質判定に用いることにより、品質の良いサブチャネルと劣化しているサブチャネルを推定できるため、サブチャネル毎に最適な周波数応答推定値を選択でき、周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0166】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値2505は1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにしても良い。また、閾値2505の値を、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0167】（実施の形態14）本実施の形態に係るOFDM通信装置は、基本的には図10に示す装置と同様の構成を有し、また信号品質判定回路1310は、基本的に図15に示す回路と同様の構成を有し、信号品質判定回路の被判定値として周波数応答の各サブチャネルの振幅値を同相成分、直交成分それぞれ独立して算出した振幅値を用いることにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択する。ここ

で同相成分、直交成分を独立に判定するため周波数応答推定精度をさらに向上させるものである。また、閾値判定の後に、論理積を用いて判定結果を1つにまとめるにより、後段のセレクタの回路構成を簡潔にすることが可能となる。

【0168】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図23は、本発明の実施の形態14に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路1310の概略構成を示す要部ブロック図である。

【0169】図23においては、図15のブロック図の判定回路1802の出力と判定回路1805の出力を入力とする論理積回路2606を設けた構成を探り、同相成分及び直交成分の両方が閾値を超えた場合と、それ以外の場合を表す受信信号品質情報をセレクタへ出力する。

【0170】このように周波数応答推定値のサブチャネル毎の振幅値と隣接チャネルとの振幅差を同相成分及び直交成分に分けて独立に品質判定を行うことにより、サブチャネル毎に最適な周波数応答推定値を選択できるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。また、同相成分及び直交成分の判定結果を論理積回路によりまとめることにより、後段のセレクタの回路構成を簡潔にすることが可能となる。

【0171】なお、本実施の形態では、信号品質判定回路1310における閾値2603は1つでも、複数あるうちから所望の1つを選択できるようにしても良い。また、閾値2603の値を、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0172】(実施の形態15) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、図10に示す装置と同様の構成を有し、新たに信号品質判定回路の出力である受信信号品質情報を入力とする平均値算出器を加えた構成を探り、さらに信号品質判定回路は受信信号品質情報の平均値に基づいて判定に用いる閾値を選択する構成を探ることにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切な周波数応答推定値を選択し、周波数応答推定精度を向上させるものである。

【0173】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図24は、本発明の実施の形態15に係るOFDM通信装置の概略構成を示す要部ブロック図である。なお、新たに加えた平均値算出器2712と、この平均値算出器2712の出力である受信信号品質情報の平均値に基づいて次の受信信号の品質を判定する信号品質判定回路2710以外の部分は実施の形態4から実施の形態14と等しいため、以下、新たに加えた信号品質判定回路2710、平均値算出器2712について説明する。

【0174】図25は、乗算器2705の出力である周波数応答推定値から各サブチャネルの振幅値を算出し、

この振幅値を基に受信信号のサブチャネル毎の信号品質判定を行なう信号品質判定回路2710の概略構成を示す要部ブロック図である。この図25を用いて、各サブチャネルの振幅値を用いた信号品質判定回路2710について説明する。

【0175】信号品質判定回路2710に入力された周波数応答推定値は、振幅算出回路2801において各サブチャネル毎に振幅値 $\sqrt{(I^2+Q^2)}$ が算出される。ここで、Iは同相成分(実部)、Qは直交成分(虚部)を表す。算出された振幅値は、判定器2802において、閾値2804の値と比較され、入力信号の各サブチャネル振幅値が閾値2804より大きいか小さいかを表す信号がセレクタ2711へ出力される。なお、比較に用いる閾値は、平均値算出回路2712より出力される受信信号品質の平均値により切り替わるセレクタ2803で複数用意された閾値2804のうち1つを選択する。また、閾値はパケット誤り率に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0176】このように周波数応答推定値のサブチャネル毎の振幅値を複数シンボル分平均化した品質判定情報として用いることにより、サブチャネル毎に最適な周波数応答推定値を選択でき、受信信号品質情報に含まれる雑音成分を低減することができる。この結果、周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0177】なお、品質判定に用いるためのサブキャリア毎の振幅値は、電力値や位相情報、同相成分、直交成分独立の振幅値であっても良い。また、信号品質判定回路2710における閾値2804の値を、パケット誤り率に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0178】(実施の形態16) 本実施の形態に係るOFDM通信装置は、図11に示す装置と同様の構成を有し、新たに信号品質判定回路と、この信号品質判定回路の出力を入力とするフィルタ選択回路を加えた構成を探ることにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切なフィルタを選択し、周波数応答推定精度を向上させるものである。

【0179】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図26は、本発明の実施の形態16に係るOFDM通信装置の概略構成を示す要部ブロック図である。

【0180】複素乗算器2905により算出された伝搬路の周波数応答推定値は、フィルタリング処理回路2906及び信号品質判定回路2910へ入力される。信号品質判定回路2910は実施の形態4から実施の形態15までのいずれの構成を探ってもよく、周波数応答推定値からサブキャリア毎の受信信号品質情報判定結果をフィルタ選択回路2908へ出力する。フィルタ選択回路2908では、入力された品質情報判定結果を基にフィルタリング処理回路2906で周波数応答をフィルタリングするために用いるフィルタのうち最適なものを選択

し、フィルタリング処理回路2906へ出力する。

【0181】フィルタリング処理回路2906では、フィルタ選択回路2908より入力されたフィルタを用いて伝搬路の周波数応答をフィルタリングし、周波数応答に含まれる加法性雑音成分を効果的に取り除く。図27は、図9のDFTフィルタを用いたフィルタリング処理回路2906と、フィルタ選択回路2908の構成を示す要部ブロック図である。

【0182】信号品質判定回路2910(図26参照)より入力されるサブキャリア毎の受信信号品質情報を基に、DFTフィルタで用いる乗算器係数を最適な係数に選択する、あるいは幾つか用意した係数のなかから最適な係数の組み合せをフィルタ選択回路2908により選択することにより、フィルタリング処理回路2906において、周波数応答に対し雑音成分を効果的に取り除くことができる。

【0183】このように、周波数応答推定値のサブチャネル毎の振幅値、電力値、位相などの受信信号品質情報を基にサブキャリア毎の受信信号品質情報を算出し、算出した受信信号品質情報に基づいてフィルタ処理に最適なフィルタを選択することにより、周波数応答に含まれる雑音成分を効果的に低減することができるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。

【0184】なお、信号品質判定回路2910における閾値は、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0185】(実施の形態17)本実施の形態に係るOFDM通信装置は、図26に示す装置と同様の構成を有し、フィルタリング処理回路2906を図28に示す構成を探ることにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切なフィルタを選択し、かつフィルタ係数はシフトレジスタのみで構成するため、回路規模を小さく抑え、周波数応答推定精度を向上させるものである。

【0186】以下、本実施の形態に係るOFDM通信装置について説明する。図28は、本発明の実施の形態17に係るOFDM通信装置のフィルタリング処理回路2906の構成を示す要部ブロック図である。周波数応答推定値を基に算出されたサブキャリア毎の受信信号品質情報を用いて、フィルタ選択回路2908により、フィルタリング処理回路2906の各シフトレジスタ3105から3109のシフト数をそれぞれ選択する。そして、選択したシフトレジスタ3105から3109のシフト数をフィルタ処理回路2906へ入力する。

【0187】フィルタ処理回路2906では、入力された周波数応答推定値が遅延回路列に入力される。そして、シフトレジスタ3105からシフトレジスタ3109において、周波数応答推定値入力と各遅延器3101、3102、3103、3104からの出力に対して、それぞれビットシフトを行う。ビットシフトされた周波数応答推定値入力と遅延器出力が加算器3110か

ら加算器3113により加算されることにより、フィルタリングされたことになり、出力される。

【0188】このように、周波数応答推定値のサブチャネル毎の振幅値、電力値、位相などの受信信号情報を基にサブキャリア毎の受信信号品質情報を算出し、算出した受信信号品質情報に基づいてフィルタ処理に最適なシフトレジスタのシフト数を選択することにより、周波数応答に含まれる雑音成分を効果的に低減することができるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。また、乗算器の代わりにシフトレジスタを用いるため、回路規模を小さく抑え、高速に動作させることができるとなる。なお、フィルタ処理回路2906が乗算器を用いた移動平均処理を行う場合、フィルタ選択回路2908が、算出された各サブチャネルの受信信号品質情報を基づいて、移動平均する隣接サブチャネル数、各サブチャネルに対する重み係数を変更する。

【0189】(実施の形態18)本実施の形態に係るOFDM通信装置は、図10に示す装置と同様の構成を有し、新たに信号品質回路の出力である受信信号品質情報を基に最適なフィルタを選択する処理を付け加えた構成を探ることにより、各サブチャネルの受信信号品質によって適切なフィルタを選択し、周波数応答推定精度を向上させるものである。

【0190】図29は、本発明の実施の形態18に係るOFDM通信装置の概略構成を示す要部ブロック図である。フィルタリング処理回路3206、信号品質判定回路3210及びフィルタ選択回路3212は実施の形態16あるいは実施の形態17に示した機能並びに動作を行う。信号品質判定回路3210では複素乗算器3205の出力である周波数応答推定値をサブキャリア毎に、1つあるいは複数の閾値と比較した結果を受信信号品質情報として出力する。フィルタ選択回路3212では、信号品質判定回路3210から出力される受信信号品質情報から伝搬路応答の状態を算出し、最適なフィルタを算出し、フィルタリング処理回路3206に入力する。フィルタリング処理回路3206では、フィルタ選択回路3212で指定されたフィルタを用いて周波数応答推定値列をフィルタリングし、セレクタ3211へ出力する。

【0191】セレクタ3211は、信号品質判定回路出力である、サブキャリア毎の受信信号品質情報を基に、フィルタ処理された周波数応答あるいはフィルタ処理しない周波数応答のいずれかを選択する。

【0192】このように、周波数応答推定値のサブチャネル毎の振幅値、電力値、位相などの受信信号品質情報を基にサブキャリア毎の受信信号品質情報を算出し、算出した受信信号品質情報に基づいてフィルタ処理に最適なシフトレジスタのシフト数を選択することにより、周波数応答に含まれる雑音成分を効果的に低減することができるため、周波数応答推定精度を向上させることができる。

きる。また、乗算器の代わりにシフトレジスタを用いる場合、回路規模を小さく抑え、高速に動作させることができるとなる。

【0193】なお、信号品質判定回路3210における閾値は、パケット誤り率あるいは複数シンボルの平均値に基づいて適応的に変更するようにしても良い。

【0194】

【発明の効果】以上説明したように本発明のOFDM通信装置は、推定された伝搬路の周波数応答に対して、波形整形を行なうことにより、伝搬路の周波数応答推定誤差を低減することができる。これにより、伝搬路変動の激しい環境の場合や、サブチャネル間隔に比べて伝搬路の周波数相関が比較的小さい場合、挿入可能なパイロットシンボルが少ない場合において、パラメータ推定などの回路を付加することなく、復調特性の対雑音性を改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1に係るOFDM通信装置の構成を示す要部ブロック図

【図2】実施の形態1における波形整形処理過程の動作を説明するための図

- (a) 実際の伝搬路による瞬時遅延プロファイル
- (b) 加法性雑音成分
- (c) 受信パイロットシンボルから得られた瞬時遅延プロファイル推定値
- (d) 波形整形処理部におけるフィルタの時間特性
- (e) 波形整形処理後の瞬時遅延プロファイル推定値
- (f) 波形整形処理後の瞬時遅延プロファイル推定値に含まれる残留誤差成分

【図3】実施の形態1において、波形整形処理部にFIRフィルタで構成したものと示す要部ブロック図

【図4】実施の形態1において、波形整形処理部をIIRフィルタで構成したものと示す要部ブロック図

【図5】本発明の実施の形態2に係るOFDM通信装置における波形整形処理部を示す要部ブロック図

【図6】図5に示すマルチレートフィルタバンクの構成を示すブロック図

【図7】図6に示すマルチレートフィルタバンクを用いたときのフィルタ特性を示す図

【図8】本発明の実施の形態3に係るOFDM通信装置における波形整形処理部を示す要部ブロック図

【図9】図8に示す波形整形処理部の構成を示す要部ブロック図

【図10】本発明の実施の形態4に係るOFDM通信装置の概略構成を示す要部ブロック図

【図11】本発明の実施の形態4に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図12】図10の同期検波回路内のセレクタの構成を示す要部ブロック図

【図13】図12のセレクタ内のスイッチの構成を示す

### ブロック図

【図14】本発明の実施の形態5に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図15】本発明の実施の形態6に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図16】本発明の実施の形態7に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図17】本発明の実施の形態8に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図18】本発明の実施の形態9に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図19】本発明の実施の形態10に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図20】本発明の実施の形態11に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図21】本発明の実施の形態12に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図22】本発明の実施の形態13に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図23】本発明の実施の形態14に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図24】本発明の実施の形態15に係るOFDM通信装置の概略構成を示す要部ブロック図

【図25】本発明の実施の形態15に係るOFDM通信装置の信号品質判定回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図26】本発明の実施の形態16に係るOFDM通信装置の概略構成を示す要部ブロック図

【図27】本発明の実施の形態16に係るOFDM通信装置のフィルタリング処理回路の概略構成を示す要部ブロック図

【図28】本発明の実施の形態17に係るOFDM通信装置のフィルタリング処理回路の概略構成を示す要部ブロック図である。

【図29】本発明の実施の形態18に係るOFDM通信装置の概略構成を示す要部ブロック図

【図30】従来のOFDM復調装置の概略構成を示す要部ブロック図

【図31】図30における伝搬路逆フィルタ生成器の構成を示すブロック図

【図32】OFDM信号のパイロット信号配置例を示す模式図

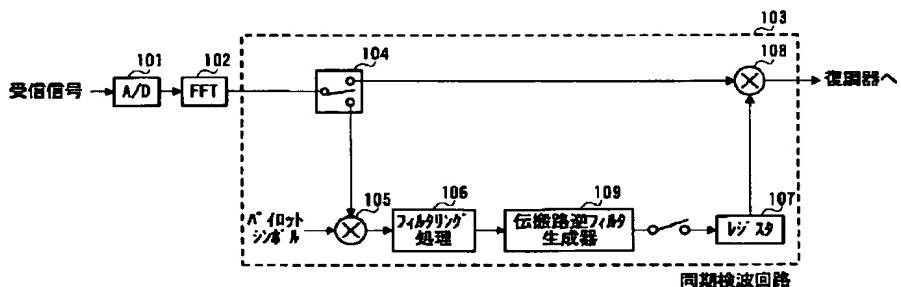
【符号の説明】

101、1301、2701、2901、3201 A  
／D変換器

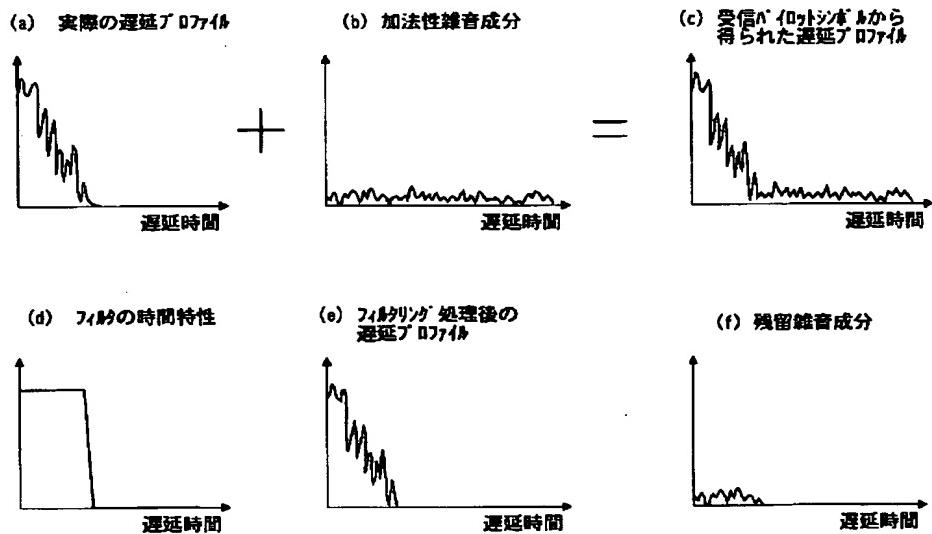
102、1302、2702、2902、3202 高速フーリエ変換器  
 103、1303、2703、2903、3203 同期検波回路  
 104、1304、2704、3211 セレクタ  
 105、108、1305、1308、2705、2708、2905、2908、3205、3208 複素乗算器  
 106、1306、2706、2906、3206 フィルタリング処理部

107、1307、2707、2907、3207 レジスタ  
 109 伝搬路逆フィルタ生成器  
 1309、2709、2909、3209 伝送路逆フィルタ生成器  
 1310、2710、2910、3210 信号品質判定回路  
 1311、2711、3211 セレクタ  
 2712 平均値算出器  
 2908、3212 フィルタ選択回路

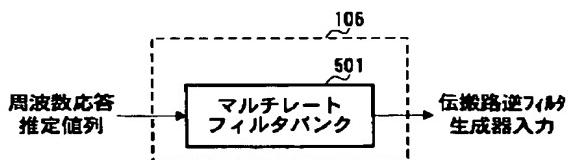
【図1】



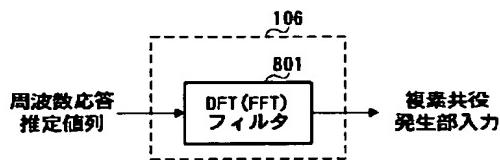
【図2】



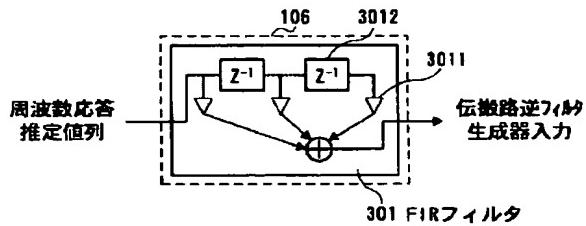
【図5】



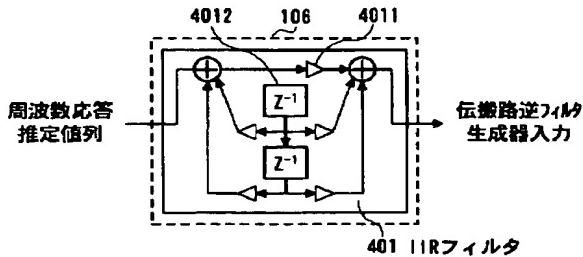
【図8】



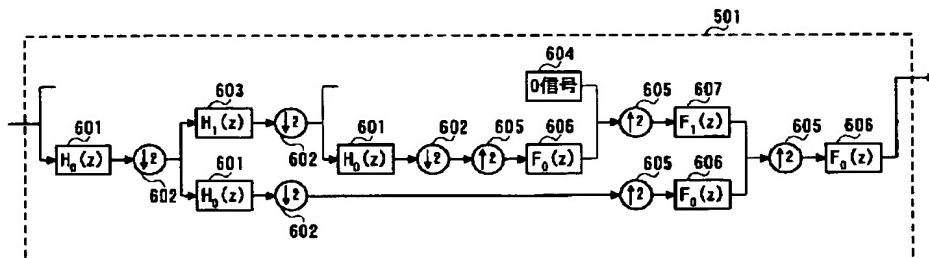
【図3】



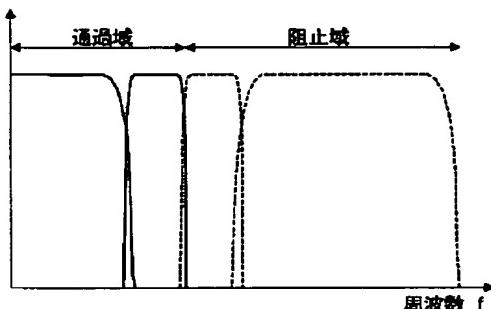
【図4】



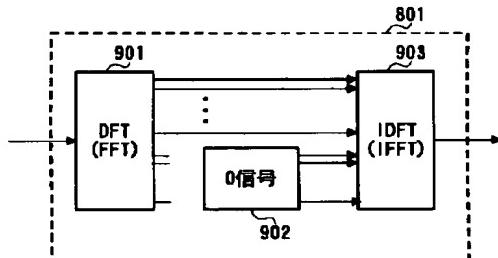
【図6】



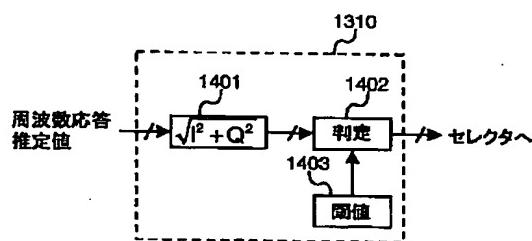
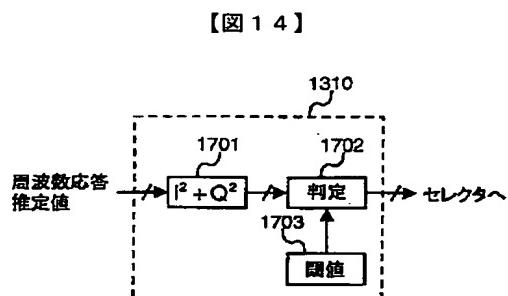
【図7】



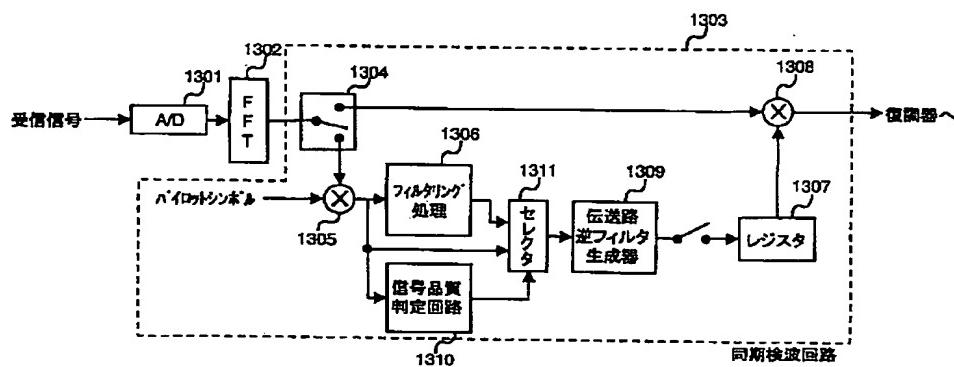
【図9】



【図11】

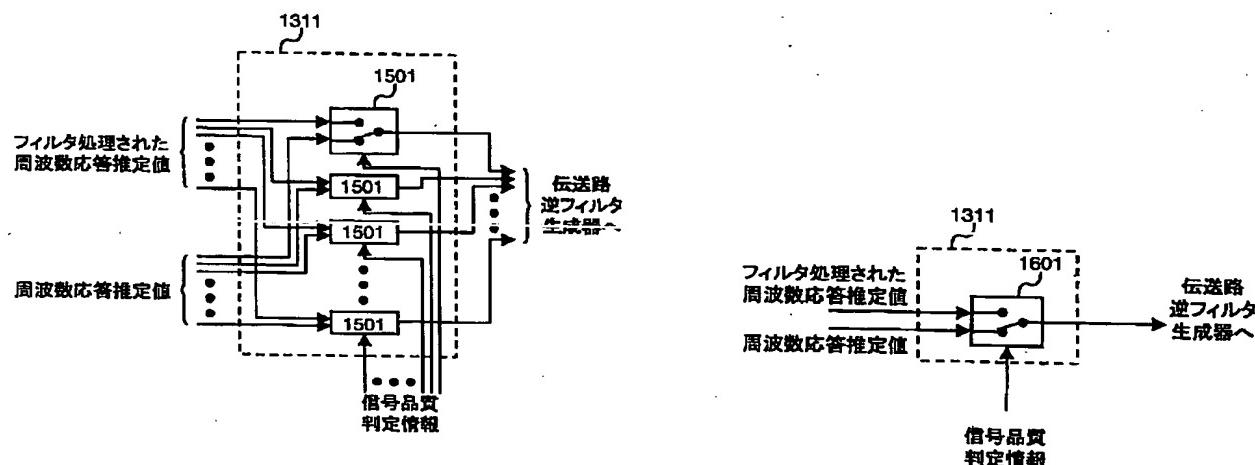


【図10】



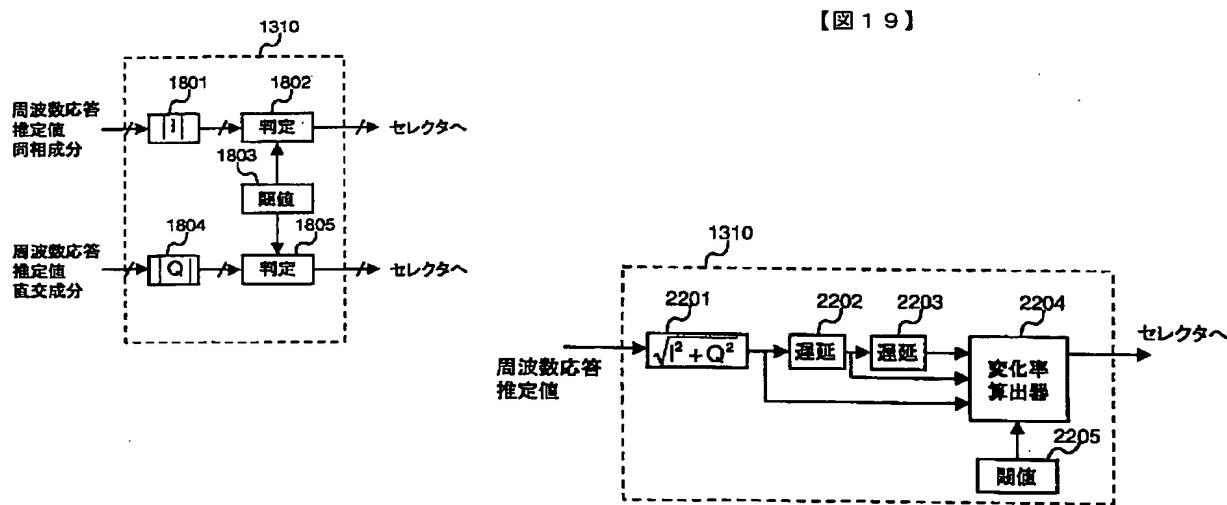
【図12】

【図13】

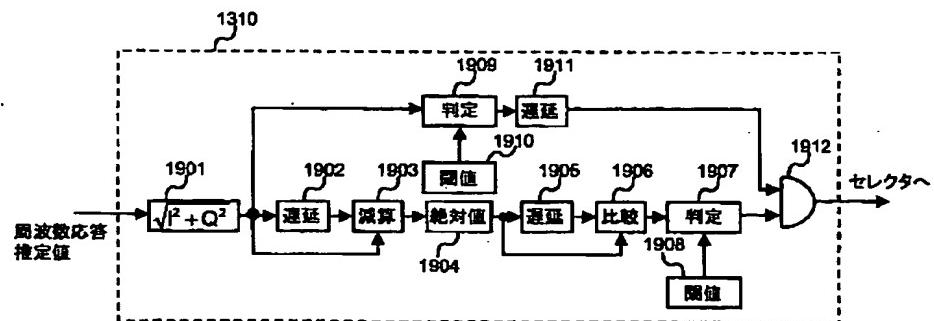


【図15】

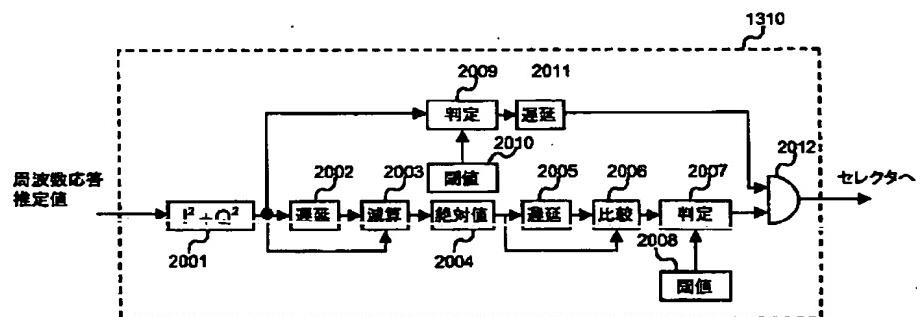
【図19】



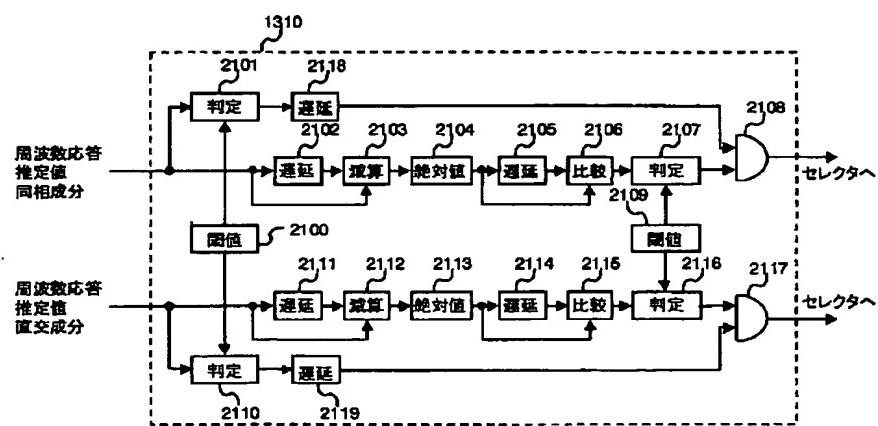
【図16】



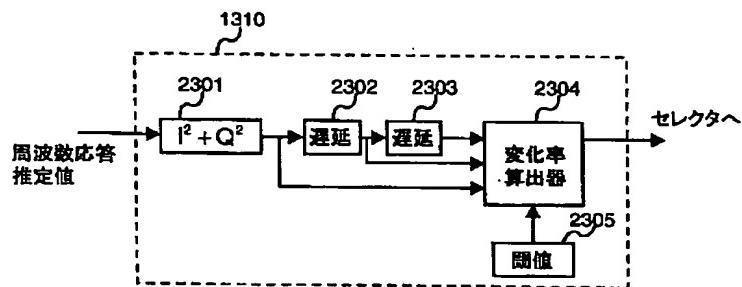
【図17】



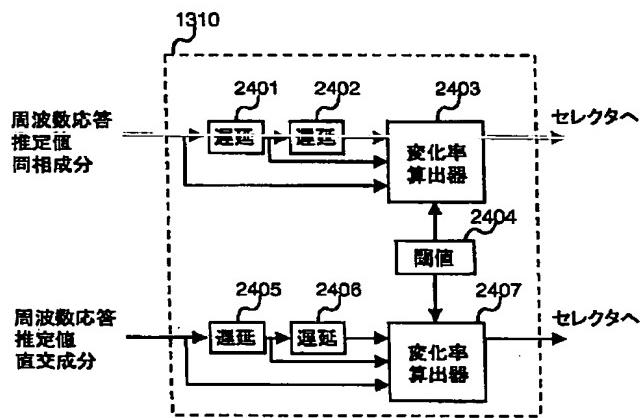
【図18】



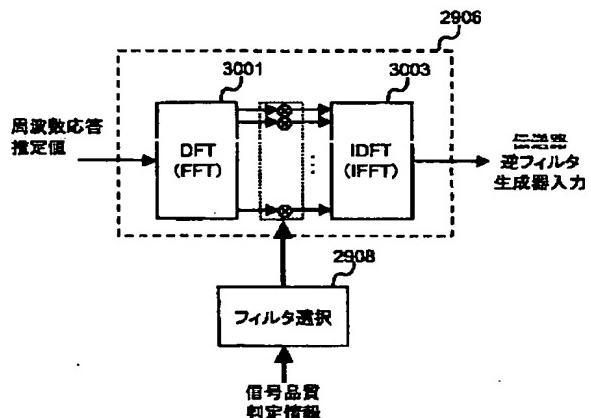
【図20】



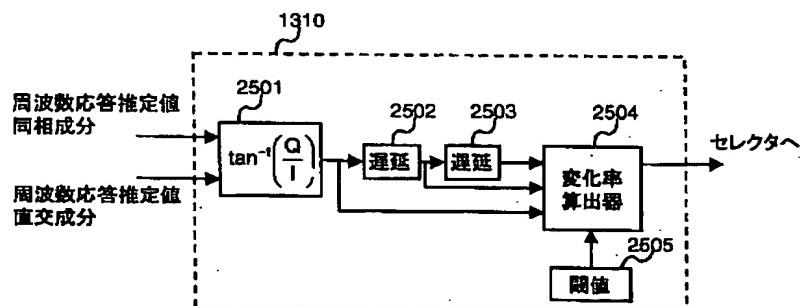
【図21】



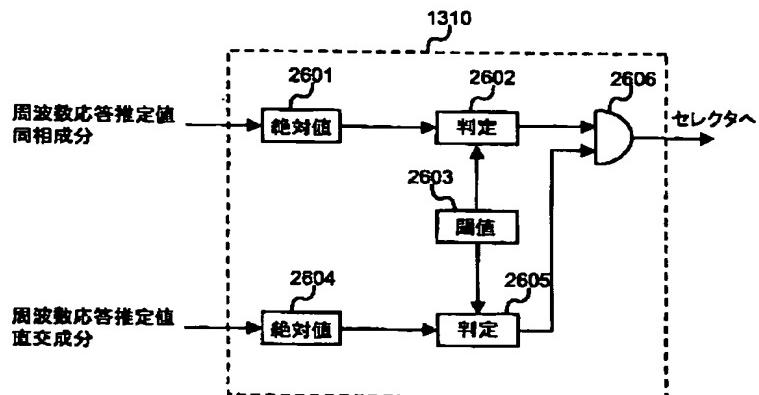
【図27】



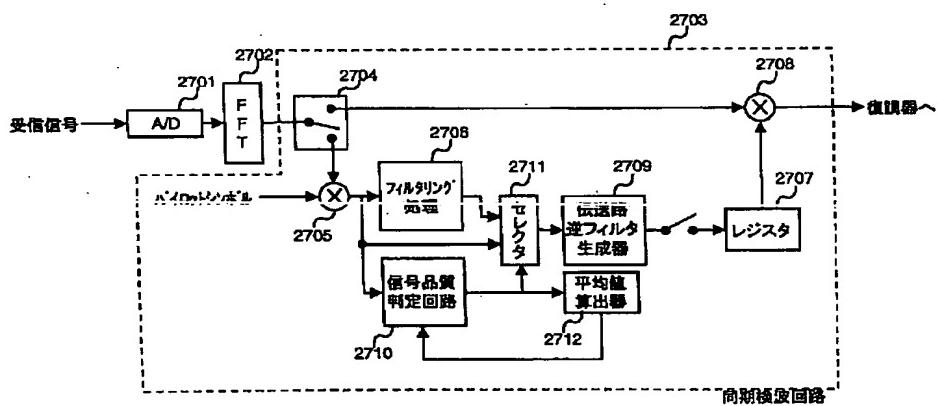
【図22】



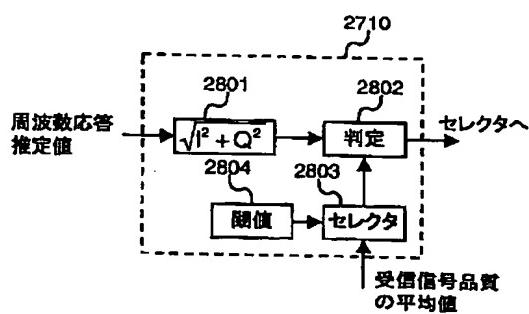
【図23】



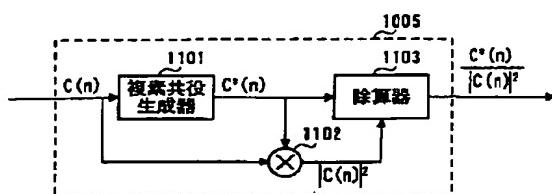
【図24】



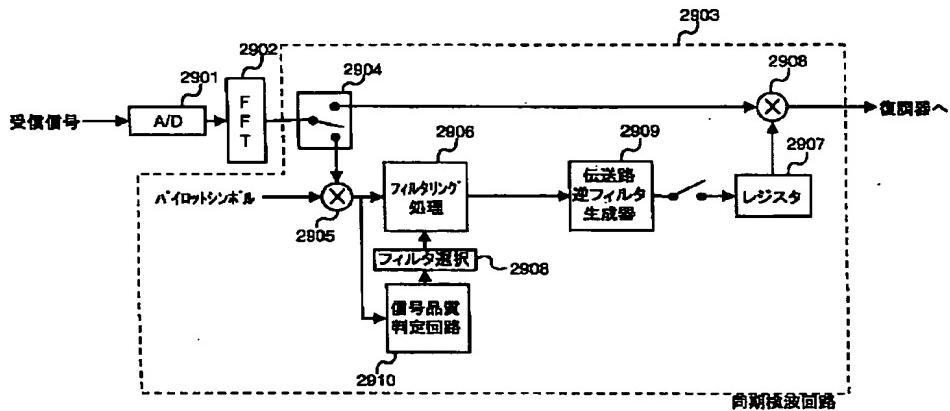
【図25】



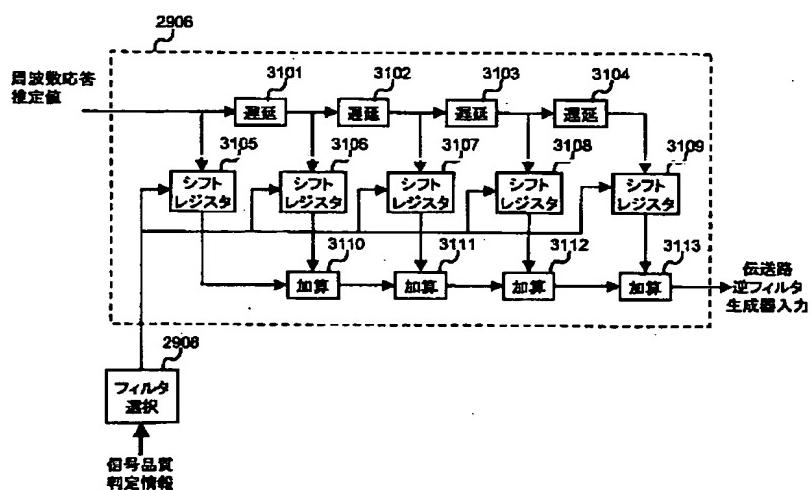
【図31】



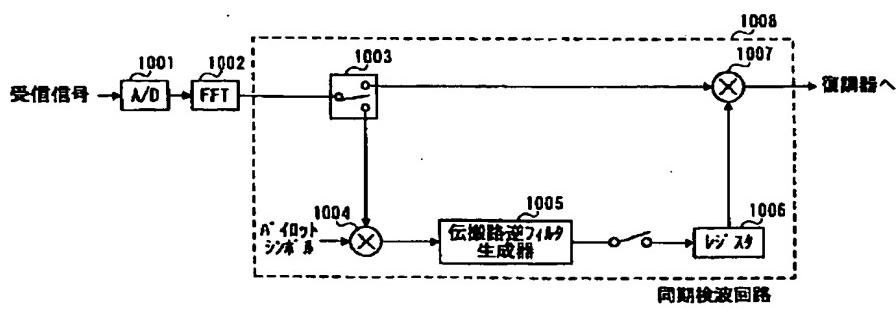
【図26】



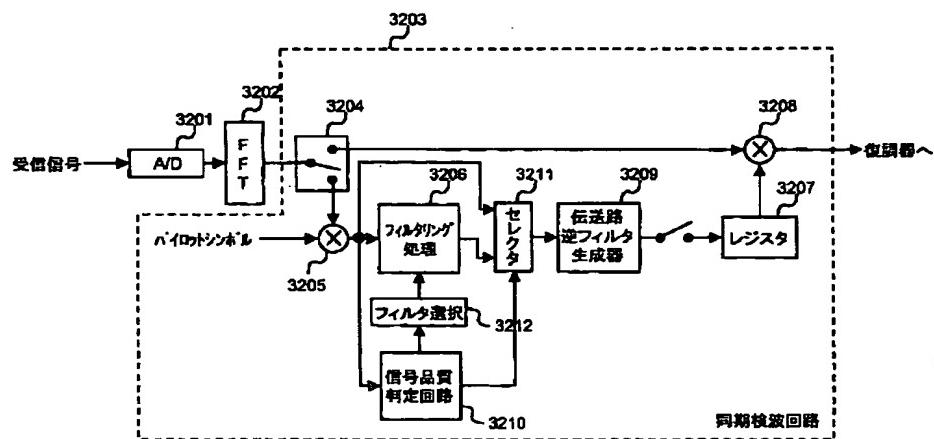
【図28】



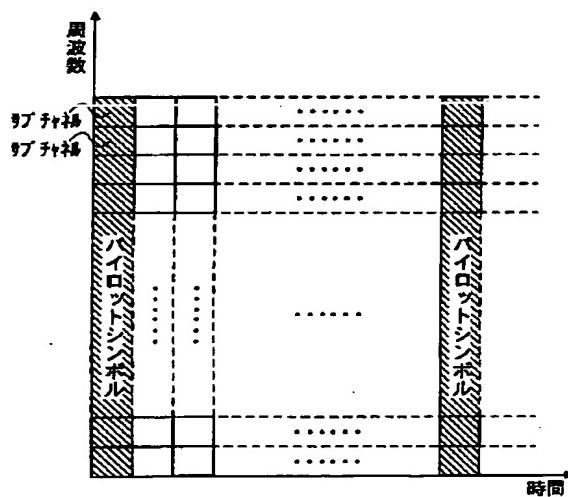
【図30】



【図29】



【図32】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**